

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平10-62460

(43)公開日 平成10年(1998) 3月6日

(51)Int.Cl.⁸

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

G 0 1 R 23/16

G 0 1 R 23/16

Z

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 9 頁)

(21)出願番号 特願平8-222581

(22)出願日 平成8年(1996) 8月23日

(71)出願人 592179296

株式会社エイ・ティ・アール人間情報通信
研究所

京都府相楽郡精華町大字乾谷小字三平谷 5
番地

(72)発明者 増田 郁代

京都府相楽郡精華町大字乾谷小字三平谷 5
番地 株式会社エイ・ティ・アール人間情
報通信研究所内

(74)代理人 弁理士 深見 久郎 (外 2 名)

最終頁に続く

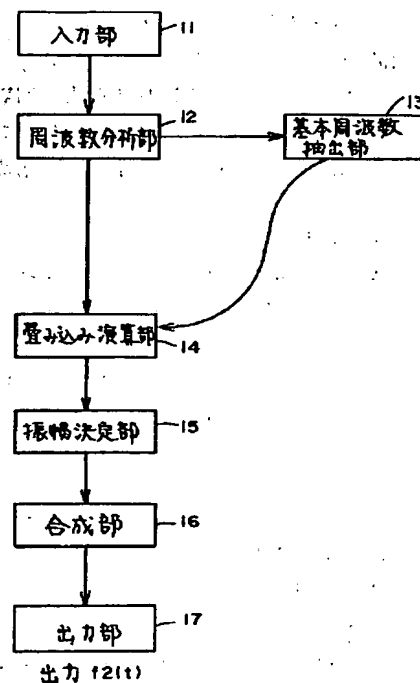
(54)【発明の名称】 信号分離装置

(57)【要約】

【課題】抽出しやすいドミナント信号の基本周波数を用いることによりアンチドミナント信号を抽出できる信号分離装置を提供する。

【解決手段】入力部11から入力された信号は周波数分析部12で分析され、基本周波数抽出部13によってドミナントな信号の基本周波数が抽出され、基本周波数の数倍の長さを持つバートレット窓とスペクトルの畳み込み演算が畳み込み演算部14で行なわれ、振幅決定部15によって周波数分析された入力信号のアンチドミナントな信号のスペクトルエンベロープが算出され、求められたスペクトルエンベロープにより合成部16によって信号が再合成され、出力部17によって音響信号に変換して出力される。

入力 $f1(t)+f2(t)$



【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力信号を分離する信号分離装置であって、

前記入力信号の周波数分析を行なう周波数分析手段、
前記周波数分析手段によって周波数分析された入力信号に含まれる周波数のうち、ドミナントな信号の基本周波数を求める基本周波数抽出手段、
前記基本周波数抽出手段によって抽出された基本周波数の数倍の長さを持つバートレット窓とスペクトルの畳み込み演算を行なう畳み込み演算手段、
前記周波数分析された入力信号のアンチドミナントな信号のスペクトルエンベロープを算出する振幅決定手段、
および求められたスペクトルエンベロープにより信号を再合成する合成手段を備えた、信号分離装置。

【請求項2】 入力信号を分離する信号分離装置であって、

前記入力信号の周波数分析を行なう周波数分析手段、
前記周波数分析手段によって周波数分析された入力信号に含まれる信号のうち、ドミナントな信号の基本周波数を求める基本周波数抽出手段、
前記基本周波数抽出手段によって抽出された基本周波数の数倍の長さを持つバートレット窓とスペクトルの畳み込み演算を行なう畳み込み演算手段、
前記畳み込み演算手段によって畳み込み演算された結果を数回差分して前記アンチドミナントな信号のエンベロープを決定する振幅決定手段、および前記振幅決定手段によって決定されたエンベロープより信号を合成する合成手段を備えた、信号分離装置。

【請求項3】 さらに、前記合成手段によって再合成された信号を音響信号に変換して出力する出力手段を備えた、請求項1または2の信号分離装置。

【請求項4】 前記畳み込み演算手段は、
前記基本周波数の数倍の長さを持つ窓関数とスペクトルの実部の畳み込みを行なう第1の畳み込み演算手段と、
前記基本周波数の数倍の長さを持つ窓関数とスペクトルの虚部の畳み込みを行なう第2の畳み込み演算手段とを含む、

前記振幅決定手段は、
前記第1の畳み込み演算手段によって畳み込みされたスペクトルのピークを滑らかに繋いだエンベロープとスペクトルのディップを滑らかに繋いだエンベロープの差を各周波数に基づいて求める第1の振幅決定手段と、
前記第2の畳み込み演算手段によって畳み込みされたスペクトルのピークを滑らかに繋いだエンベロープとスペクトルのディップを滑らかに繋いだエンベロープの差を各周波数について求める第2の振幅決定手段とを含む、
請求項1の信号分離装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は信号分離装置に関

し、特に、音声などの音響信号が複数混在するとき、その中の1つの信号の基本周波数を持つ信号の基本周波数を用いてその信号のスペクトルを平坦化することにより、競合している他方の信号のスペクトルを抽出することにより信号を分離するような信号分離装置に関する。

【0002】

【従来の技術】異なるスペクトル特性を持つ2つの信号が混合した信号のうちで、1つの基本周波数が既知、もしくは抽出可能であるとき、2つの信号を分離する手段として、従来ではたとえばEnhancement of Speech by Adaptive Filtering, R.H. franzier他 Proc. IEEE. Int. Conf. on Acoust. Speech and signal processing Apr. 12-14 pp. 251-253 (1976)に記載されているような楕形フィルタが広く用いられてきた。

【0003】図13は、従来の楕形フィルタを用いた信号分離装置の概略ブロック図である。図13において、入力部1から入力信号が入力されて基本周波数抽出部2に与えられ、入力された信号に混在している信号のうちの1つの信号の基本周波数が抽出される。この抽出された基本周波数は楕形フィルタ設計部3に与えられ、抽出された基本周波数の整数倍にあたる周波数帯域のみが通過帯域となるような楕形フィルタが作成される。そして、設計されたフィルタリング部4によってフィルタリングが施され、出力部5から出力される。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、実際の音環境では、調波構造を持ちエネルギーの大きい有声音が目的信号をマスキングすることが多いので、目的信号抽出のためには、アンチドミナント信号を求める機会が多い。しかし、上述の従来の構造では、このような場合でも、基本周波数などといったアンチドミナント信号の性質を直接得る必要があり、これは実際には難しい。

【0005】それゆえに、この発明の主たる目的は、抽出しやすいドミナント信号の基本周波数を用いることにより、アンチドミナント信号を抽出できるような信号分離装置を提供することである。

【0006】

【課題を解決するための手段】請求項1に係る発明は、入力信号を分離する信号分離装置であって、入力信号の周波数分析を行なう周波数分析手段と、周波数分析された入力信号に含まれる周波数のうち、ドミナントな信号の基本周波数を求める基本周波数抽出手段と、抽出された基本周波数の数倍の長さを持つバートレット窓とスペクトルの畳み込み演算を行なう畳み込み演算手段と、周波数分析された入力信号のアンチドミナントな信号のスペクトルエンベロープを算出する振幅決定手段と、求められたスペクトルエンベロープにより信号を再合成する合成手段を備えて構成される。

【0007】請求項2に係る発明は、ドミナントな信号とアンチドミナントな信号を含む入力信号からそれぞれ

の信号を分離する信号分離装置であって、入力信号の周波数分析を行なう周波数分析手段と、周波数分析された入力信号に含まれる信号のうち、ドミナントな信号の基本周波数を求める基本周波数抽出手段と、抽出された基本周波数の数倍の長さを持つパートレット窓とスペクトルの畳み込み演算を行なう畳み込み演算手段と、畳み込み演算された結果を数回差分してアンチドミナントな信号のエンベロープを決定する振幅決定手段と、決定されたエンベロープより信号を合成する合成手段を備えて構成される。

【0008】請求項3に係る発明では、さらに再合成された信号を音響信号に変換して出力する出力手段を含む。

【0009】請求項4に係る発明では、請求項1の畳み込み演算手段は、基本周波数の数倍の長さを持つ窓関数とスペクトルの実部の畳み込みを行なう第1の畳み込み演算手段と、基本周波数の数倍の長さを持つ窓関数とスペクトルの虚部の畳み込みを行なう第2の畳み込み演算手段とを含み、振幅決定手段は、第1の畳み込み演算手段によって畳み込みされたスペクトルのピークを滑らかに繋いだエンベロープとスペクトルのディップを滑らかに繋いだエンベロープの差を各周波数について求める第1の振幅決定手段と、第2の畳み込み演算手段によって畳み込みされたスペクトルのピークを滑らかに繋いだエンベロープとスペクトルのディップを滑らかに繋いだエンベロープの差を各周波数について求める第2の振幅決定手段とを含む。

【0010】

【発明の実施の形態】図1はこの発明の一実施形態を示すブロック図である。図1において、入力部11から入力され入力信号は周波数分析部12に与えられ、入力信号の周波数分析が行なわれる。周波数分析された入力信

号は基本周波数抽出部13と畳み込み演算部14とに与えられる。基本周波数抽出部13は周波数分析された入力信号に含まれる周波数のうちドミナントな信号の基本周波数を求める。畳み込み演算部14は抽出された基本周波数の数倍の長さを持つパートレット窓とスペクトルの畳み込み演算を行なう。振幅決定部15は周波数分析された入力信号のアンチドミナントな信号のスペクトルエンベロープを算出し、合成部16に与える。合成部16は求められたスペクトルエンベロープにより信号を再合成し、出力部17に与える。出力部17は再合成された信号を音響信号に変換して出力する。

【0011】図2は2つの信号 $f_1(t)$ と $f_2(t)$ が含まれている入力信号のスペクトルを示し、図3は信号 $f_1(t)$ のスペクトルを示し、図4は信号 $f_2(t)$ のスペクトルを示し、図5は図2の入力信号のスペクトルと入力信号に含まれるドミナントな信号の基本周波数の2倍の長さの窓長を持つパートレット関数の畳み込みの結果を示す。

【0012】図6は他の2つの基本周波数の異なる信号をフーリエ変換したスペクトルを示し、図7は図6を構成する一方の信号のスペクトルを示し、図8は図6の信号を構成する他方の信号のスペクトルを示し、図9は図6の入力信号のスペクトルと入力信号に含まれる1つの信号の基本周波数の2倍の長さの窓長を持つパートレット関数の畳み込みの結果を示す図である。

【0013】次に、図1～図9を参照して、この発明の一実施形態の動作について説明する。入力部11は図2に示すような入力信号を周波数分析部12に与える。この入力信号 $f(t)$ は2つの信号 $f_1(t)$ と $f_2(t)$ が含まれており、次の第(1)式で表わされる。

【0014】

【数1】

$$f(t) = f_1(t) + f_2(t) = \sum_{m=1}^M a_m \exp(j\omega_m t) + \sum_{n=1}^N b_n \exp(j\omega_n t) \quad \dots(1)$$

【0015】周波数分析部12はフーリエ変換を用いて入力信号の周波数分析を行なう。その分析結果は、次の第(2)式で表わされ、その振幅値は第(3)式で表わされる。異なる2つの信号が混合した信号をフーリエ変換すると図2に示すようなスペクトルとなり、2つの信

号 $f_1(t)$ 、 $f_2(t)$ のスペクトルは図3および図4に示すように、それぞれの信号の基本周波数の整数倍間隔でスペクトルがたっている。

【0016】

【数2】

$$F(\omega) = F_1(\omega) + F_2(\omega) = \sum_{m=1}^M A_m \delta(\omega)(\omega_m) + \sum_{n=1}^N B_n \delta(\omega)(\omega_n) \quad \dots(2)$$

$$|F(\omega)| = \left| \sum_{m=1}^M A_m \delta(\omega)(\omega_m) + \sum_{n=1}^N B_n \delta(\omega)(\omega_n) \right| \quad \dots(3)$$

【0017】基本周波数抽出部13は入力信号のうちいずれか一方の信号の基本周波数を抽出し、畳み込み演算部14は基本周波数の2倍の長さを持つ窓関数とスペクトルの畳み込みを行なう。その結果は次の第(4)式で

表わされる。

【0018】

【数3】

$$|F(\omega)| * W(\omega) = \left| \sum_{m=1}^M A_m + \sum_{n=1}^N B_n \delta(\omega)(\omega_n) * W(\omega) \right| \quad \dots(4)$$

【0019】いま、図3のスペクトル間隔の2倍の長さの窓長を持つバートレット窓関数を図2のスペクトルに対して畳み込み演算を行なうと、 $F_1(\omega)$ のエンベロープが十分に滑らかなとき、 $F_1(\omega)$ による線スペクトルは補間されてそのエンベロープだけが表われる。しかし、 $F_2(\omega)$ による線スペクトルはスペクトル間隔と補間関数であるバートレット窓関数の窓長の長さの関係が適当でないため、図5に示すように、線スペクトルの影響が補間後のエンベロープに表われる。このときのエンベロープのピークとディップの間隔 Δd は、 $F_1(\omega)$ の線スペクトルの振幅が一定であれば一定値である。

【0020】同様にして、図7のスペクトル間隔の2倍の長さの窓長を持つバートレット関数を畳み込みをすると、図9に示すような関数を得られる。図9および上述の第(4)式から図5で見られたピークとディップの間隔 Δd は B_n 倍されて $B(\omega) \cdot \Delta d$ となっていることがわかる。さらに、第(4)式より、信号 $f_1(t)$ のスペクトル A_n の影響は、バイアスとしてピークとディップに均等に付加されていることになる。このことにより、畳み込み演算後のスペクトル関数のピークとディップの差 $B(\omega) \cdot \Delta d$ が信号 $f_2(t)$ のスペクトル包絡の相似形となっており、またそのエンベロープのピークの位置が $F_2(\omega)$ の線スペクトルの位置に相当することがわかる。

【0021】振幅決定部15は畳み込みの結果得られたスペクトルのピークを滑らかに繋いだエンベロープのスペクトルのディップを滑らかに繋いだエンベロープの差を各周波数について求める。そして、合成部16は求められたエンベロープの差を振幅エンベロープとするスペクトルをフーリエ逆変換して時間信号とし、出力部17はその信号を音響信号に変換して出力する。

【0022】なお、上述の実施形態において、周波数分析部12はフーリエ変換を用いるようにしたが、これに限ることなく、たとえばLPC、ケプストラム、狭帯域

フィルタなどを用いて周波数分析を行なうようにしてもよい。また、検出されるスペクトルは振幅スペクトルではなく、パワースペクトルであってもよい。さらに、求められたドミナントな信号が調波構造を持つならば、その基本周波数を求めて同様の処理を行ない、アンチドミナントな信号を抽出するようにしてもよい。

【0023】図10はこの発明の他の実施形態を示すブロック図である。この実施形態は周波数特性の実部と虚部を別々に処理することにより、複素信号を分離するようにしたものである。このために、周波数分析部12はフーリエ変換を用いて入力信号の周波数分析を行ない、実部と虚部を出力する。実部は第1の畳み込み演算部141に与えられ、虚部は第2の畳み込み演算部142に与えられる。第1および第2の畳み込み演算部141、142はそれぞれ基本周波数の2倍の長さを持つ窓関数とスペクトルの虚部および実部の畳み込みを行ない、第1の振幅決定部151と第2の振幅決定部152に与える。第1および第2の振幅決定部151、152は畳み込みをされたスペクトルのピークを滑らかに繋いだエンベロープとスペクトルのディップを滑らかに繋いだエンベロープの差を各周波数について求める。第1および第2の振幅決定部151、152で求められた実部と虚部を持つスペクトルは合成部16に与えられ、フーリエ逆変換が行なわれる。それ以外の入力部11と基本周波数抽出部13と出力部17は前述の図1と同様にして構成される。

【0024】次に、動作について説明する。入力部11からは前述の第(1)を式で示した入力信号が入力され、周波数分析部12はフーリエ変換を用いて入力信号の周波数分析を行ない、その結果は前述の第(2)式で表わされる。第(2)式において、 $A = a_r + i a_i$ 、 $b = b_r + i b_i$ とすると、実部と虚部はそれぞれ第(5)、第(6)式で表わされる。

【0025】

【数4】

$$\sum_{n=1}^M a_r \delta(\omega)(\omega_n) + \sum_{n=1}^N b_r \delta(\omega)(\omega_n) \quad \dots(5)$$

$$\sum_{n=1}^M a_i \delta(\omega)(\omega_n) + \sum_{n=1}^N b_i \delta(\omega)(\omega_n) \quad \dots(6)$$

【0026】第1の畳み込み演算部141は次の第(7)式に従って、基本周波数の2倍の長さを持つ窓関数とスペクトルの実部の畳み込みを行なう。

$$\text{Real}(F(\omega)) * W(\omega) = \sum_{n=1}^M a_r + \sum_{n=1}^N b_r \delta(\omega)(\omega_n) * W(\omega) \quad \dots(7)$$

【0028】一方、第2の畳み込み演算部152は次の第(8)式に従って、基本周波数の2倍の長さを持つ窓関数とスペクトルの虚部の畳み込みを行なう。

$$\text{Im ag}(F(\omega)) * W(\omega) = \sum_{n=1}^M a_i + \sum_{n=1}^N b_i \delta(\omega)(\omega_n) * W(\omega) \quad \dots(8)$$

【0030】第1の振幅決定部151は第1の畳み込み演算部141によって畳み込みをされたスペクトルのピ

【0027】

【数5】

【0029】

【数6】

ークを滑らかに繋いだエンベロープとスペクトルのディップを滑らかに繋いだエンベロープの差を各周波数につ

いて求め、第2の振幅決定部152は第2の畳み込み演算部142で畳み込みの結果得られたスペクトルのピークを滑らかに繋いだエンベロープとスペクトルのディップを滑らかに繋いだエンベロープの差を各周波数について求める。そして、合成部16は第1および第2の振幅決定部151、152で求められた実部と虚部を持つスペクトルのフーリエ逆変換を行なって時間信号を求め、出力部17は構成部16の出力信号を音響信号に変換して出力する。

【0031】次に、図1に示した実施形態の他の例につ

$F(\omega)$

$$= F_1(\omega) \sum_{k=1}^{N1} \delta(\omega)(k\omega_1) + F_2(\omega) \sum_{k=1}^{N2} \delta(\omega)(k\omega_2) \quad \dots(9)$$

【0033】ここで、 $f_1(t)$ 、 $f_2(t)$ が共通の周波数の倍音成分を持たなければ、次の第(10)式で

示される。

$$\begin{aligned} |F(\omega)| &= |F_1(\omega) \sum_{k=1}^{N1} \delta(\omega)(k\omega_1) + F_2(\omega) \sum_{k=1}^{N2} \delta(\omega)(k\omega_2)| \\ &= |F_1(\omega)| \sum_{k=1}^{N1} \delta(\omega)(k\omega_1) + |F_2(\omega)| \sum_{k=1}^{N2} \delta(\omega)(k\omega_2) \quad \dots(10) \end{aligned}$$

【0035】一方、信号 $f_1(t)$ 、 $f_2(t)$ が共通の周波数の倍音成分を持つときは、その位相関係によってその倍音のスペクトルの振幅値が干渉を受けることになる。ひとまずここでは、共通の倍音成分がない場合を仮定する。

【0036】上述の第(10)式に信号 $f_1(t)$ の基

$|F(\omega)| * W(\omega)$

$$\begin{aligned} &= (|F_1(\omega)| \sum_{k=1}^{N1} \delta(\omega)(k\omega_1) + |F_2(\omega)| \sum_{k=1}^{N2} \delta(\omega)(k\omega_2)) * W(\omega) \\ &= |F_1(\omega)| \sum_{k=1}^{N1} \delta(\omega)(k\omega_1) * W(\omega) + |F_2(\omega)| \sum_{k=1}^{N2} \delta(\omega)(k\omega_2) * W(\omega) \quad \dots(11) \end{aligned}$$

【0038】となり、ここで、

【0039】

$$\sum_{k=1}^{N1} \delta(\omega)(k\omega_1) * W(\omega) = 1 \quad \dots(12)$$

【0040】であるので、第1項は近似的に $|S$

$1(\omega)|$ となる。次に、第2項の

$$|F_2(\omega)| \sum_{k=1}^{N2} \delta(\omega)(k\omega_2) * W(\omega) \quad \dots(13)$$

【0042】について、その性質を詳しく観察する。第(13)式の真中の項は ω_2 の間隔で線スペクトルが並んでいる。 $\omega_1 < \omega_2$ のとき、次の第(14)式は図1に示すようなスペクトルになり、また、 $\omega_1 > \omega_2$ の

$$\sum_{k=1}^{N2} \delta(\omega)(k\omega_2) * W(\omega) \quad \dots(14)$$

いて説明する。ドミナントな信号 $f_1(t)$ のスペクトル包絡を $F_1(\omega)$ 、最高倍音の次数を $N1$ 、アンチドミナントな信号 $f_2(t)$ のスペクトル包絡を $F_2(\omega)$ 、最高倍音の次数を $N2$ 、それぞれの基本周波数を ω_1 、 ω_2 とする。またそれぞれのスペクトルは調波構造を持ち、線スペクトルで記述できるものとする。このとき、信号 $f_1(t)$ 、 $f_2(t)$ が合成された信号のスペクトル $F(\omega)$ は次の第(9)式で表わされる。

【0032】

【数7】

【0034】

【数8】

本周波数 ω_1 の2倍の窓長を持つバートレット窓関数を周波数領域で畳み込む。 $f_1(t)$ のスペクトルが十分に滑らかなとき、

【0037】

【数9】

【数10】

【0041】

【数11】

とき第(14)式は図12に示すようなスペクトルになる。

【0043】

【数12】

【数14】

【0044】図12(a)は基本周波数153Hzの調波複合音のスペクトルであり、(b)はそのスペクトルを窓長200Hzのバートレット窓で平滑化したスペクトルである。また図12(a)は基本周波数100Hzの調波複合音のスペクトルであり、図12(b)はそのスペクトルを窓長256Hzのバートレット窓で平滑化したスペクトルを示す。

【0045】これらのどちらも ω_2 の間隔で極大値を持つ関数であることがわかる。またさらに $f_2(t)$ が調波構造を持つ周期信号であれば、極小値と極大値を結ぶ線分の傾きは周波数に依らず一定となる。特に、 $\omega_1 > \omega_2$ のときは、極大点間の中点に極小点が存在する。極

$$|F_2(\omega)|(2(M_x - M_n)/\omega_2)$$

$$= 2(M_x(C_1 \cdot k\omega_1 + C_2) - M_n(C_1(k\omega_1 - 0.5\omega_1) + C_2))/\omega_1$$

$$= (2(M_x - M_n)/\omega_1)(C_1 \cdot k\omega_1 + C_2) + C_1 M_n \quad \dots (17)$$

【0048】 $\omega_1 < \omega_2$ のときは、極小点が極大点の中点を中心としたある範囲に分布するので、極小値と極大値を結ぶ線分の傾きは $\omega_1 > \omega_2$ のときよりも大きくなるが、その傾きは周波数によらず一定であるので、第(17)式と同様に $|F_2(\omega)|$ の振幅がその傾きに反映されていることがわかる。

$$\sum_{k=1}^{N1} \delta(\omega)(k\omega_1) * W(\omega) = 1 \quad \dots (18)$$

$$\sum_{k=1}^{N2} \delta(\omega)(k\omega_2) * W(\omega) = G(\omega) \quad \dots (19)$$

【0051】とおくと、

【0052】

$$\frac{d^2}{d\omega^2}(|F(\omega)| * W(\omega))$$

$$\approx \frac{d^2}{d\omega^2}(|F_1(\omega)| + |F_2(\omega)|G(\omega))$$

$$= 2 \frac{d|F_2(\omega)|}{d\omega} \frac{dG(\omega)}{d\omega} + G(\omega) \frac{d^2|F_2(\omega)|}{d\omega^2} \quad \dots (20)$$

【0053】となる。ここで、 $|F_1(\omega)|$ 、 $|F_2(\omega)|$ が $G(\omega)$ に対して十分滑らかに変化すると、近似的に第(21)式となる。

$$\frac{d^2}{d\omega^2}(|F(\omega)| * W(\omega))$$

$$\approx |F_2(\omega)| \frac{d^2 G(\omega)}{d\omega^2} + \frac{d|F_2(\omega)|}{d\omega} \frac{dG(\omega)}{d\omega} \quad \dots (21)$$

【0055】ここで、 $G(\omega)$ は $F_2(\omega)$ の線スペクトルの存在する周波数に極大値を持つ関数であるので、その周波数では $G(\omega)$ の1回微分 $dG(\omega)/d\omega = 0$ 、 $G(\omega)$ の2回微分 $d^2 G(\omega)/d\omega^2 = -\infty$ となる。

【0056】実際に計算を行なうときは、微分ではなく

大値を M_x 、極小値を M_n 、基本周波数を ω_1 とすると、 $\omega_1 > \omega_2$ のとき、第(14)式の極小値と極大値を結ぶ線分の傾きは、次の第(15)式で与えられる。

$$2(M_x - M_n)/\omega_2 \quad \dots (15)$$

今、

$$|F_2(\omega)| = C_1 \omega + C_2 \quad \dots (16)$$

とすると、第(13)の極小値と極大値を結ぶ線分の傾きは第(17)式となり、極小値と極大値を結ぶ線分の傾きは一定のバイアス $C_1 M_n$ を伴うが、 $|F_2(\omega)|$ の振幅がその傾きに反映されていることがわかる。

【0047】

【数13】

【0049】上述の演算は図1に示した畳み込み演算部14によって行なわれる。次に、振幅決定部15の動作について説明する。第(11)式を ω について2回微分する。ここで、

【0050】

【数14】

【数15】

【0054】

【数16】

差分を用いると、 $\Delta^2(G(\omega))$ は有限の値となり、その大きさは極大値と極小値を結ぶ線分の傾きを反映している。結局、求める $f_2(t)$ のスペクトルは次の第(22)式となる。

【0057】

【数17】

$$|F_2^1(\omega)| \sum_{k=1}^{N_2} \delta(\omega)(k\omega_2) \approx p \Delta^2(|F(\omega)| * W(\omega)) \quad \dots(22)$$

$$p = \begin{cases} -1 & \text{if case1} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$\text{case1: } \Delta(|F(\omega)| * W(\omega)) \cdot \nabla(|F(\omega)| * W(\omega)) < 0 \\ \text{and } \Delta^2(|F(\omega)| * G(\omega)) < 0$$

【0058】ところで、図12より、 $\omega_1 > \omega_2$ の場合は、畳み込み関数の窓長に対し、非畳み込み関数のスペクトルの間隔が小さいため、最小の周波数と最大の周波数のピークが明確でないことがわかる。このように、スペクトルの振幅値が0である帯域に隣接するスペクトル成分は、第(22)式の条件では、抽出することができなくなる。特に、基本周波数に相当する成分の欠落は大きな音色の変化を引起すおそれがある。そこで基本周波数が欠落しないように、低域のスペクトル振幅に等しい直流の成分を加えてからスペクトル平滑化を行なった。

【0059】

【発明の効果】以上のように、この発明によれば、入力信号の周波数分析を行ない、入力信号に含まれる周波数のうちのドミナントな信号の基本周波数を求め、求めた基本周波数の数倍の長さを持つバートレット窓とスペクトルの畳み込み演算を行ない、入力信号のアンチドミナントな信号のスペクトルエンベロープを算出し、求めたスペクトルエンベロープ信号を再合成するようにしたので、混合信号のうちのドミナントな信号のスペクトルを平坦化してアンチドミナントな信号のスペクトルの特徴を引出すことができ、2つの信号を分離可能な優れた信号分離装置を実現できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の一実施形態のブロック図である。

【図2】2つの信号 $f_1(t)$ と $f_2(t)$ が含まれている入力信号のスペクトルを示す図である。

【図3】信号 $f_1(t)$ のスペクトルを示す図である。

【図4】信号 $f_2(t)$ のスペクトルを示す図である。

【図5】図2の入力信号のスペクトルと入力信号に含まれる1つの信号の基本周波数の2倍の長さの窓長を持つバートレット関数の畳み込みの結果を示す図である。

【図6】他の2つの基本周波数の異なる信号をフーリエ変換したスペクトルを示す図である。

【図7】図6の信号を構成する一方の信号のスペクトルを示す図である。

【図8】図6の信号を構成する他方の信号のスペクトルを示す図である。

【図9】図6に示した入力信号のスペクトルと入力信号に含まれる1つの信号の基本周波数の2倍の長さの窓長を持つバートレット関数の畳み込みの結果を示す図である。

【図10】この発明の他の実施形態を示すブロック図である。

【図11】基本周波数153Hzの調波複合音のスペクトルとバートレット窓で平滑化したスペクトルを示す図である。

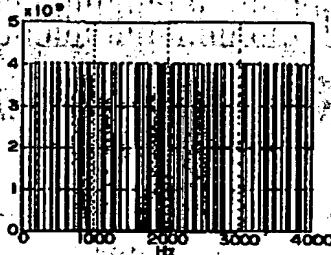
【図12】基本周波数100Hzの調波複合音のスペクトルとバートレット窓で平滑化したスペクトルを示す図である。

【図13】従来の信号分離装置の構成を示すブロック図である。

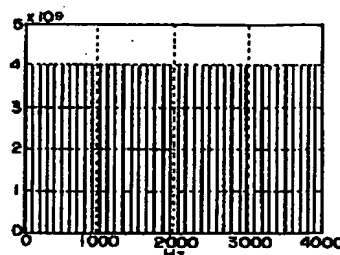
【符号の説明】

- 11 入力部
- 12 周波数分析部
- 13 基本周波数抽出部
- 14 畳み込み演算部
- 15 振幅決定部
- 16 合成部
- 17 出力部
- 141 第1の畳み込み演算部
- 142 第2の畳み込み演算部
- 151 第1の振幅決定部
- 152 第2の振幅決定部

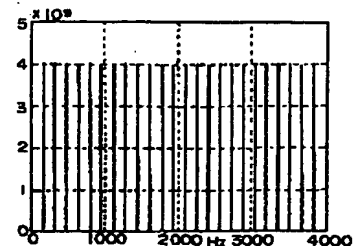
【図2】



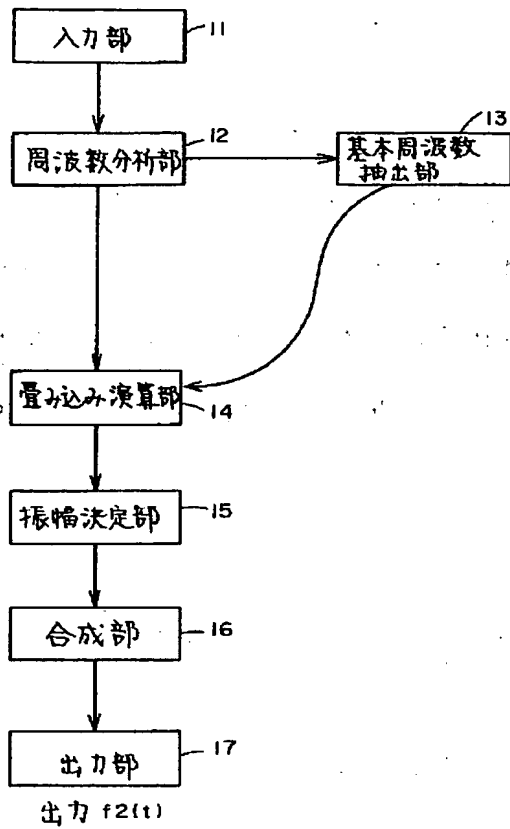
【図3】



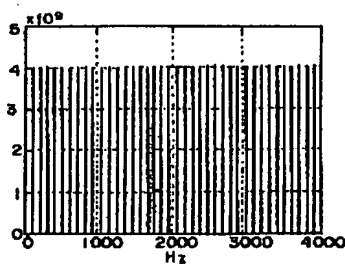
【図4】



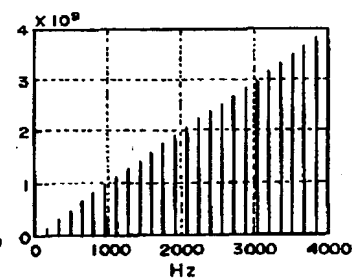
【図1】

入力 $f_1(t)+f_2(t)$ 

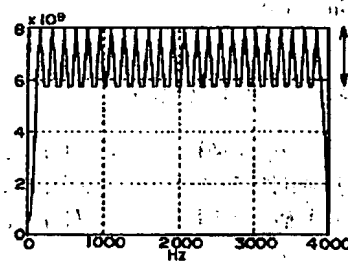
【図7】



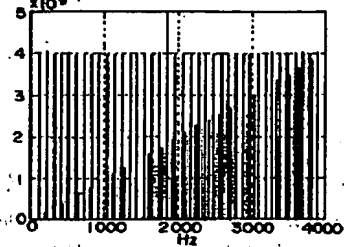
【図8】



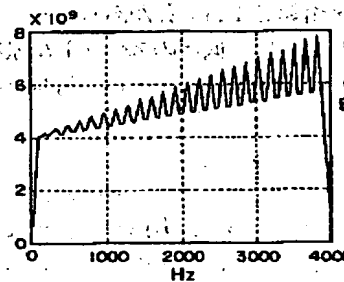
【図5】



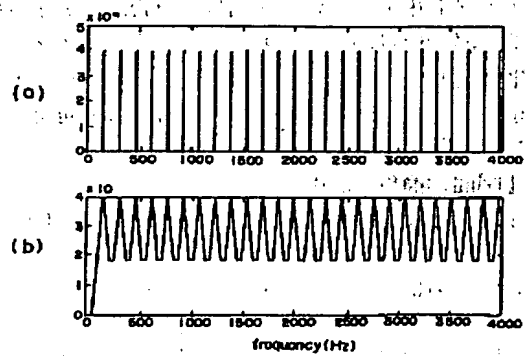
【図6】



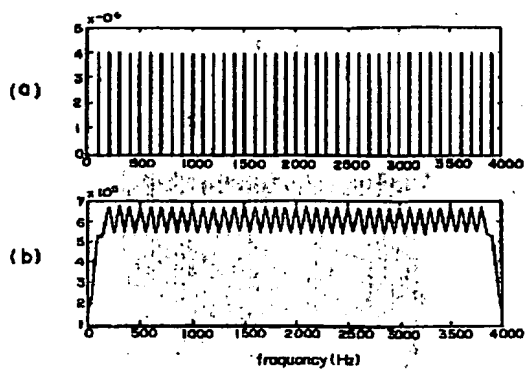
【図9】



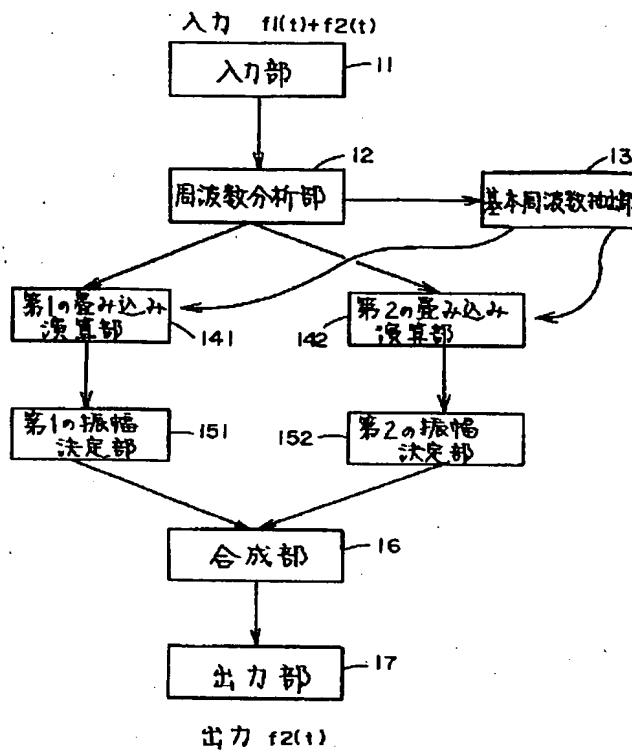
【図11】



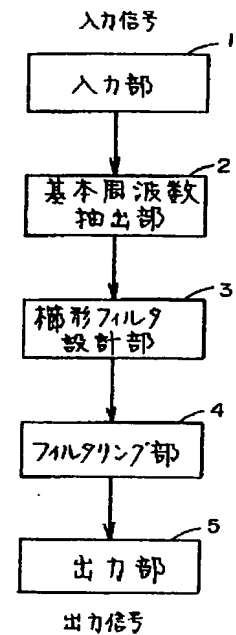
【図12】



【図10】



【図13】



フロントページの続き

(72)発明者 ハニ ヤヒヤ

京都府相楽郡精華町大字乾谷小字三平谷5
番地 株式会社エイ・ティ・アール人間情
報通信研究所内

(72)発明者 河原 英紀

京都府相楽郡精華町大字乾谷小字三平谷5
番地 株式会社エイ・ティ・アール人間情
報通信研究所内

Patent Abstracts of Japan

PUBLICATION NUMBER : 10062460
PUBLICATION DATE : 06-03-98

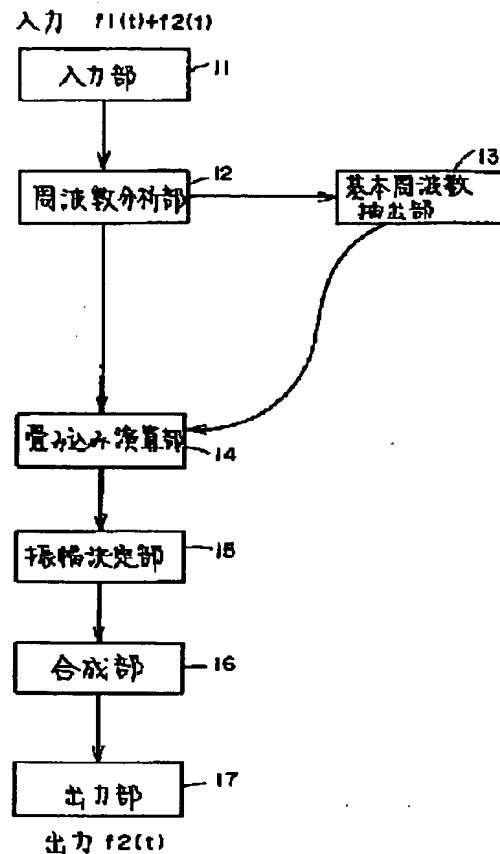
APPLICATION DATE : 23-08-96
APPLICATION NUMBER : 08222581

APPLICANT : ATR NINGEN JOHO TSUSHIN
KENKYUSHO:KK;

INVENTOR : KAWAHARA HIDENORI;

INT.CL. : G01R 23/16

TITLE : SIGNAL SEPARATOR



ABSTRACT : PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a signal separator which can extract an anti-dominant signal using the basic frequency of a dominant signal to be extracted easily.

SOLUTION: A signal inputted from an input section 11 is analyzed at a frequency analyzing section 12 and the basic frequency of a dominant signal is extracted at a basic frequency extracting section 13. Convolution operation of the spectrum and the Bartlett window several times as long as the basic frequency is performed at an operating section 14. Spectral envelope is then calculated at an amplitude determining section 15 for the anti-dominant signal of the input signal subjected to frequency analysis. The signal is then synthesized again at a synthesizing section 16 according to a spectral envelope thus determined and converted at the output section 17 into a sound signal before being outputted.

COPYRIGHT: (C)1998,JPO